MT管ながら出力30W！

21A6 CSPP平衡パワー・アンプの製作

塩田春樹

はじめに

21A6／PL81はトップ・プレートを持つ水平偏向出力管としてはめずらしいMT管ですが，そのスリムな姿とは裏腹に，中はガッシリとしていて“山椒は小粒でもピリリと辛い”を通り越し，なんとも頼もしいとさえ思わせる姿をした真空管です．それもそのはず，特性表を見ると，使いかたによっては，このMT管から30W以上の出力が取り出せそうなのです．

オーディオ用MT管で最強なのは6CW5ではないかと思いますが，定格内で使う限り20Wが精いっぱいですし，その昔，武末先生が6BQ5を定格オーバーで使って（だと記憶していますが，もしかしたらグリッドをプラス領域まで振ったものだった？）25Wを搾り出すという記事を見たことがありますが，いずれにしろ，MT管で30Wという例は見たことがありません．

MT管という米国生まれの器に，米国では基本的に考えようともしなかったMT電力管を，工夫に工夫を凝らしてなんとか電極を詰め込み大出力管として成立させた，ヨーロッパ人の開発魂というかモノ作り根性は，われわれ日本人にも共感できるところであり，見ているだけでなんとも嬉しく思えてくるタマです．

しかも，松下電器（現パナソニック）がPhilipsと提携して建てた大真空管工場の第1号製品であり，松下のNationalブランドの信用を確立したタマと聞くと，ヨーロッパの技術を1日も早く自分のものにしたいと取り組んだ同社のエンジニアの心意気が感じられ，ジ～ンと来るものがあるではありませんか．

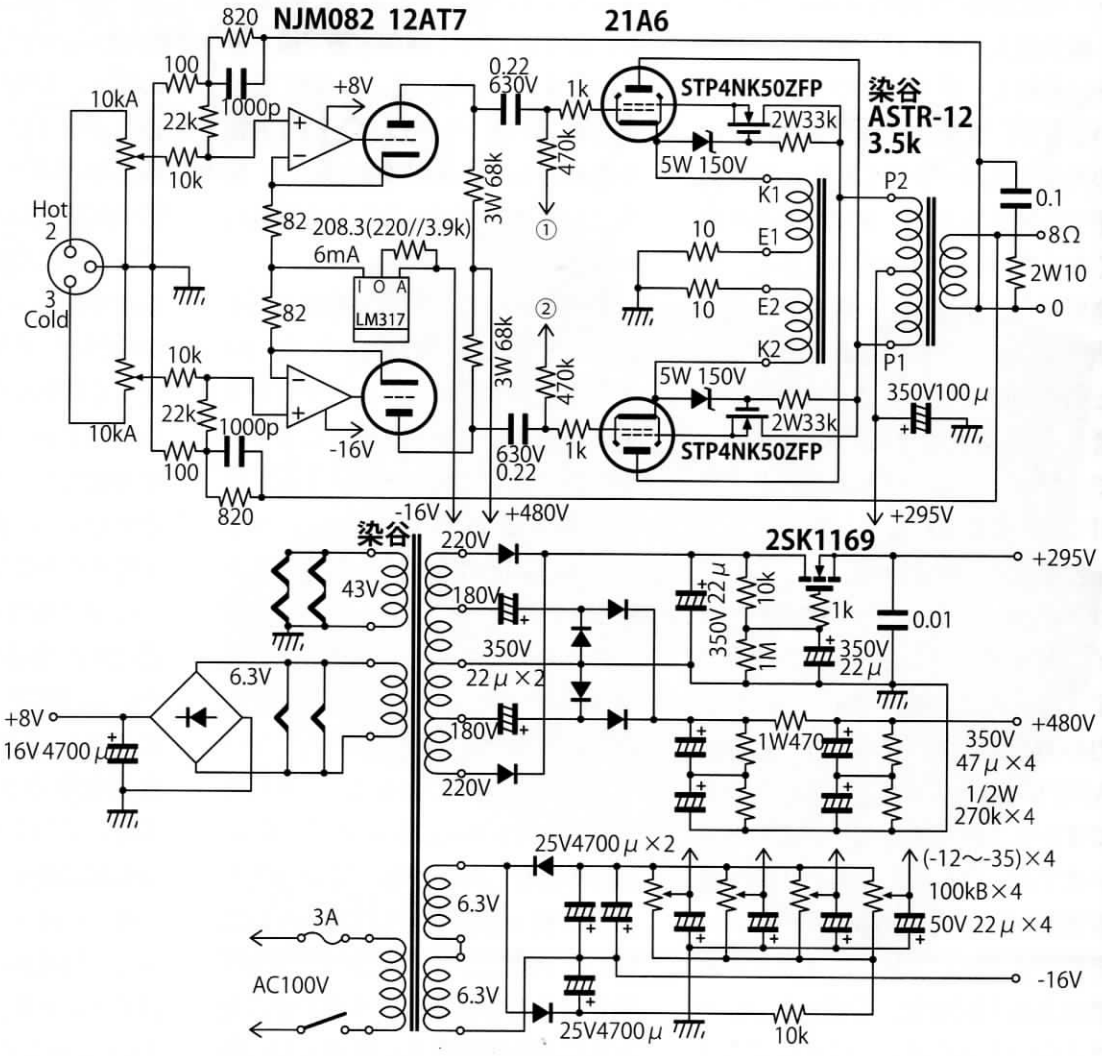
そんなわけで，今回この21A6が手に入ったことから，MT管のコンパクトさを活かして比較的小さなシャーシーを使い“羊の皮を着た狼”といえる高出力アンプを作ってみようと取り組んだ次第です．

“小さいが大出力”というだけでは能がありませんから，当然ながら音は極上を狙います．結果は，とくとご覧（お聴き）あれ，というところです．なお，本機は平衡アンプですが，平衡アンプは不要という読者のために，不平衡の回路図も別途掲載しておきます（入出力部とNFB回路が少し違いますから，ご注意ください）．

回路設計の考え方

どのあたりから大出力というのかは定かではありませんが，真空管アンプにおいては30W以上になればそう呼んでよいのではないかと思い，今回の狙いの最大出力を30Wに置きます．

21A6というタマは，規格表でみると最大プレート電圧は250V，最大プレート損失は8Wとなっています（別表参照．ちなみに最大スクリーン・グリッド（以下Sg）電圧は水平偏向管としてはめずらしく，プレート電圧と同じ250Vです）．しかし，水平偏向出力管は，極めて経験的に，かつWebサイトでの多くの事例から判断すると，最大損失を遵守する限りプレート電圧については相当の（どの程度かは不詳）許容力がありそうです（3結にすればプ



〈第1図〉
MT出力管21A6から最大出力30Wを取り出すCSPPアンプの全回路図

加しました．このようにして，価格レベルがある範囲内に収まる最大定格の200VA以下とすべく，別添のような仕様のトランスにしました(染谷電子　特注品番P114-67)．200VAを超えると1ランク上の価格帯になってしまいますから，B電源電流値を増やすか，6.3V巻線を増やすかは迷いどころではありました．そして，この迷いは結果的にはやや裏目に出てしまったようです．

回路設計の詳細

第1図が本機の全回路図です．初段がCasComp回路の差動増幅・位相反転回路，出力段がCSPP回路という2段増幅の平衡アンプです．

第2図が出力段の動作です．前述のとおり，プレート電圧が300V，負荷線は875Ω(=3.5kΩ×1／4)です．特性表によるとSgの最大電圧が250Vであるにもかかわらず200Vまでしか掲載されていませんし，この負荷線が特性曲線のニー・ポイントと交わると想定できるSg電圧は他のSg電圧の特性曲線から類推すると，どうも150Vあたりと考えられます（Sg電圧が140Vと160Vの間に150Vのカーブが描かれているものと想像してください）から，Sg電圧は150Vと置きました．

この結果，得られる出力は35Wとなります．最大出力時はトランスのレギュレーションの関係から20V程度は電圧低下が起こるとみなして，280Vでの負荷線を引くと，Sg電圧を150Vに保つ限り33Wになります．ただし，この出力はOPTの1次側でのものですから，2次側(8Ω)ではOPTの変換効率の関係から10～20%の出力低下となりますので，なんとか30Wは得られるだろうとの見通しです．

一方，アイドリング電流は最大プレート損失が8Wですから，300Vでは27mA以上は流せません．ここは一応1割程度の余裕を見込んで24mAとします．35W時には100mAを必要とする動作なのに，これだけプレート電流を絞れば動作はAB級とは言え，かなりB級に近くなります．如何にCSPPが並列合成だからと言っても流石にB級近いと，たっぷり電流を流す場合に較べれば歪率の悪化は避けられません．ここはNFBで救済するしかありません．こんなこともあって利得が自

適切な管種が選べるように，ヒータのピン・アレンジが共通のタマを考えました．

すなわち，ピン・アレンジで完全互換は12AT7，12AU7，ECC99で，ヒータ互換ではこれらに6463が加わります（隣同士のグリッドとカソードが入れ替わるだけ）が，一応今回はひとまず12AT7にしました．これはCasComp回路を使う場合，オペアンプの負電源電圧は，ドライブ管における振幅の最大値でのグリッド電圧よりもより深く設定する必要があるからです．

つまり，今回使うオペアンプの電源電圧の最大値は±18Vですから，プラス側を8Vとおくと，マイナス側は30Vが限度です．万一でもこれをオーバーすると，一瞬にしてオペアンプは壊れますから，負電源電圧は余裕を考慮して−25～26Vにしておくべきでしょう．つまり，ドライブ管においてはグリッド電圧がこの負電源電圧になるところまでしか振幅は得られないわけです．

12AT7は**第3図**から見られるとおり，X軸との切片の454Vにおけるグリッド電圧はグラフには描かれていませんが，ほぼ−12V程度ではないでしょうか．余裕をみても−20Vならまちがいありませんから，十分オペアンプの電源電圧限度−25V以内に収まります．

バイアスが深い12AU7では，これだけの振幅を得るとなると，グリッド電圧は−30Vを越えますから，今回は敬遠することになります（±22Vのオペアンプを使えば採用は可能ですし，オペアンプにFET等をカスコード接続すればオペアンプの電源電圧の制限を超えてFETの耐圧まで電圧印加は可能になります）．12AT7は入手性も極めてよく，かつ安価ですから，将来のことも考えると安心して採用できます．加えて，個人的には手持ちが多数あることも採用の要因です．

CasComp回路にあっては，その利得はカソード抵抗とプレート負荷抵抗の比で決まります．管種はなんであろうが無関係です．

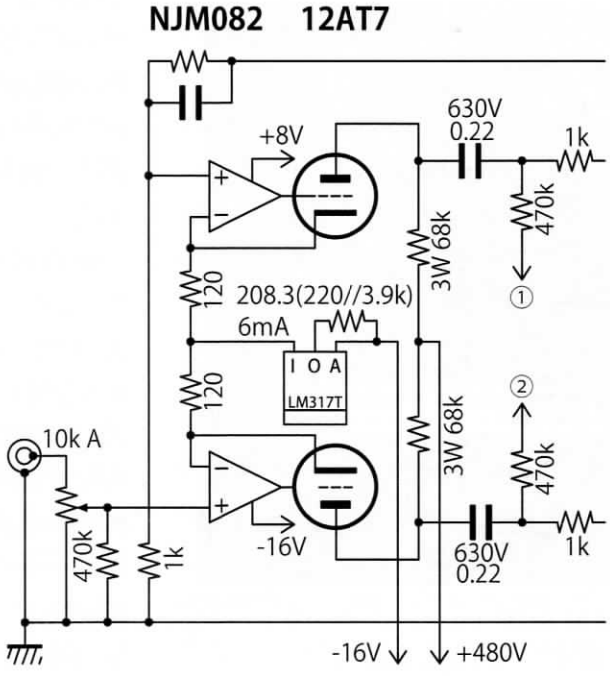
アンプとしての利得は，筆者の場合1V入力で最大出力となるように決めるのが通例です．アウトプット・トランスの1次側で考えれば35W時の出力電圧は175Vrms（$=\sqrt{(35\times875)}$）ですから175倍の利得があれば1V入力で最大出力になります．

NFBを9dB（1／2.82倍）かけるとし，また，後述するように2段NFBによる入力損失が0.69倍（=22kΩ／32kΩ），出力段の利得が1.6倍ですから，初段の必要利得は447倍となります．

一方，負荷抵抗は68kΩですが，交流的には出力管のグリッド抵抗470kΩとの合成抵抗値である59.4kΩが真の負荷抵抗となります．したがって，カソード抵抗は133Ω（=59400／447）となりますので，E12系列の抵抗120Ωを使うことにします．ただし，実際には出力段の利得が1.57倍と予想を下回ったこと，OPTの変換効率が90%（電圧比）であることから，82Ωに変更しましたので，初段利得は724倍になっています．

NFB回路はノイズ対策面から2段NFBとします．NFB抵抗そのものの抵抗値を小さくすることで回路インピーダンスを下げ，外部ノイズの影響を受けにくくするわけです．ただ，こうすると1段目で入力が分割されて信号のすべてがオペアンプに入力されることにはならなくなってしまいます．回路図でいえばVRの後の入力抵抗10kΩとオペアンプの＋端子につながっている22kΩがそれで，この場合は元信号の22／(10+22) ≒ 0.69倍だけがオペアンプに入力されます．22kΩを10kΩにすれば0.5倍です．先の利得計算ではこのロス分を反映しています．

さて電源回路ですが，これは特に変わった点はありません．今回はコンパクト狙いですから，チョーク・コイルによる平滑は行わず，FETによるリップル・フィルタを使います．これは単にリップルをほぼ完全に除去できるということだけでなく，回路インピーダンスが非常に低いので



〈第4図〉
不平衡型に変更した入力部．
出力段以降は省略

すから，動作が安定しているとわかります．**第8図**と**第9図**は1kHz，10kHz，100Hzの各周波数におけるひずみ率です．各周波数のひずみ率は比較的よく揃っています．100Hzを見ると，DCバランスはキチンと取れているようです．それに比べて10kHzのそれが他の周波数より若干悪くなっています．特に問題視するレベルではないでしょうが，無帰還時の周波数特性から見られるように，やや高域の減衰が早いことに起因するのでしょう．

ところで，今回の製作の最大の目的の1つは最大出力ですから，その点はどうでしょう．ひずみ率2～3%での出力が30Wですから，「最大出力は30Wだ」といってよいのではないでしょうか．MT出力管で30Wですから常識を超えた出力です．大成功だと自画自賛です．

ただ，折角PTを特注したのですから，B巻線を220Vではなく230Vにしておけば，最大出力をもう少し稼げたか，30Wでのひずみ率をもう少し下げられたかもしれません．

(3) 残留雑音

入力VR最小位置で，無帰還時左0.81mV，右0.72mVといずれも1mVを切りました．負帰還後はそれぞれ0.32mV，0.29mVですから低雑音です．これはアースの取り回しの問題もあるでしょうが，むしろ初段のB電源を両波整流にしたこと．出力段のB電源をチョークではなくFETによるリップル・フィルタによりほとんどリップルのない電源となっていること．これに加えてSg電源をFETで構成してリップルをほぼゼロに抑えたこと，などが効いていると考えます．

(4) クロストーク (第10図)

いつものように，結果として残留ノイズを計測しているようなものになっていますから，クロストークの真の数値は残留ノイズのレベル以下であることがわかります．要するに，20kHz以下の可聴帯域では少なくとも−80dB以下ですから，十分な性能です．

感想

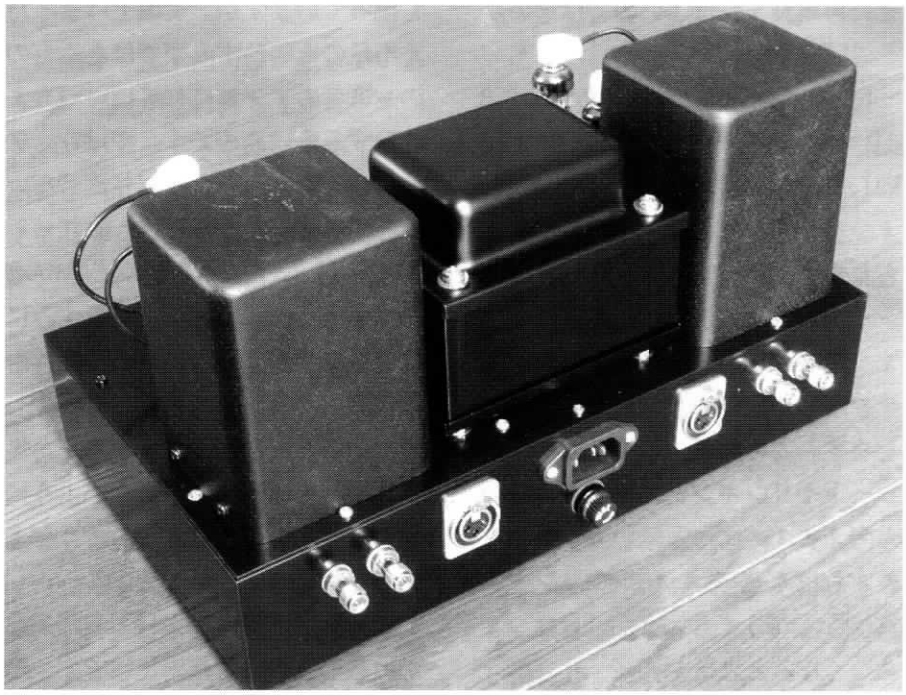
今回の回路は，過去に出力管の違いだけで3機製作していますから，その音についてはおよその見当はつきます．特にSgへの定電圧給電にチョーク・コイルで行ったり，トリファイラー巻きOPTを使ったりする場合よりも，このFETによる個別給電の方が音の躍動感に優れる，と思えます．理由はわかりませんが，コイルのリアクタンスや巻線間のコンデンサ的要素が過渡特性や音の鮮度を阻害する場合があるのではないかと推測しています．

いずれにしろ，出てきた音はいかにもCSPPらしい滲みのない，輪郭のはっきりした音です．定位は明確で，大きな音場空間を再現します．すなわち，実在感がすばらしいのです．躍動感がなければ，この実在感は生まれないのだろうとも思います．

21A6というういまや誰も振り返りもしないタマですが，その作りのよさとバラツキの少ない信頼性から，オーディオ用としてもっと使われてよいタマだと，つくづく考えさせられると同時に，こういうタマを生かせる回路がCSPPなんだ，ともいまさらながら実感させられた次第です．

今まで6GB3A (25E5の6.3V版)，21LU8 (6LU8)，6CB5A，6AV5，15KY8Aなど多くの水平偏向出力管を使ってきました．そして，そのどれもがSgの最大電圧はプレートの最大電圧の半分から4分の1程度に抑えられていますが (今回の21A6は同電圧まで許容されていますが，例外中の例外ではないでしょうか)，使いかたさえまちがえなければ，すなわちSg給電にさえ意を注いでやれば，一般のオーディオ管以上のパフォーマンスを示します．

これらのタマはあまり人気がないので安価です．読者諸兄にはぜひCSPP回路を使って，これらの埋もれたタマに生命を吹き込んでやっていただきたいと切望する次第です．



●入出力部などの配置の様子